

논문 2005-42SD-5-1

RF MOS 트랜지스터를 위한 게이트 임피던스 모델 파라미터의 바이어스 종속 데이터 추출

(Bias-Dependent Data Extraction of Gate Impedance Model Parameters
for RF MOS Transistors)

최 문 성*, 이 용 택*, 구 자 남**, 이 성 현***

(Munsung Choi, Yongtaek Lee, Janam Ku, and Seonghearn Lee)

요 약

본 연구에서는 MOSFET의 RF 성능에 영향을 미치는 게이트 분포효과를 고려하여 RC 병렬 게이트 모델을 사용하였으며, 측정된 S-파라미터로부터 모델 파라미터들을 직접 추출하기 위해 Y_{11} -파라미터를 기초로 한 추출 방정식들이 사용되었다. 이와 같이 추출된 RC 병렬 게이트 모델은 10GHz 이상의 고주파 영역에서 기존 Rg 모델보다 측정된 S-파라미터와 더 잘 일치하는 것을 확인하였으며, 이는 게이트 모델 및 추출방법의 정확도를 증명한다. 이러한 방법을 사용하여 RC 병렬 게이트 모델 파라미터들의 게이트 전압 종속 곡선을 새롭게 추출하였으며, 이러한 추출 데이터는 RF 비선형 게이트 모델 개발에 유용하게 사용될 것이다.

Abstract

A RC parallel gate model is used to consider gate distributed effect that affects RF MOSFET performance, and extraction formula based on Y_{11} -parameters are used to extract model parameters directly from measured S-parameters. Better agreement between measured and modeled S-parameters in the frequency range beyond 10 GHz is achieved by using the RC parallel model than conventional Rg one, demonstrating the accuracy of the RC model and extraction technique. Using these extraction methods, gate voltage dependent curves of RC gate model parameters are newly extracted, and these parameter data will greatly contribute to developing a RF nonlinear gate model.

Keywords : RF MOS, MOSFET model, parameter extraction, gate resistance, distributed effect

I. 서 론

최근 RF 송수신기의 고주파화 및 광대역화가 전 세계적으로 가속화 되는 상황에서, RF IC의 제조를 위해

가격 경쟁력이 탁월한 Silicon MOSFET이 기본 소자로 많이 사용되고 있다^{[1][2]}. 이런 RF MOSFET의 RF 특성인 maximum frequency of oscillation f_{max} 와 maximum power gain $G_{p(max)}$ 는 게이트저항 R_g 에 큰 영향을 받으며, 일반적으로 MOSFET의 f_{max} 와 Power Gain은 다음과 같이 표현 된다.

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi R_g C_{gd}}} \quad (1)$$

$$G_{p(max)} = \frac{f_T}{8\pi f^2 R_g C_{gd}} \quad (2)$$

여기에서, f_T 는 cutoff frequency, C_{gd} 는 gate-drain

* 학생회원, *** 정회원, 한국외국어대학교 전자정보공학부 (School of Electronics and Information Engineering, Hankuk University of Foreign Studies)

** 정회원, 삼성종합기술원 MEMS Lab (MEMS Lab., Samsung Advanced Institute of Technology)

※ 본 연구는 과학기술부에서 추진하는 21세기 프론티어 사업 중 테라급 나노소자개발사업단 지원으로 수행하였음.

접수일자: 2005년1월12일, 수정완료일: 2005년4월20일

capacitance, 그리고 R_g 는 gate resistance이다.

위의 식에서 보여주는 바와 같이 정확한 RF 특성을 예측하기 위해서는 R_g 에 대한 정확한 모델이 구축되어야 한다.

게이트 영역의 물리적 등가회로는 게이트 polysilcon의 직렬 저항, oxide 캐패시턴스 및 채널 저항 성분으로 구성되어 있으며, 이러한 게이트 직렬 저항과 채널 저항은 게이트 oxide를 통해서 분포된(distributed) 형태로 나타난다. 이때 RF 영역에서 게이트 아래의 채널 저항과 oxide 캐패시턴스가 채널을 따라서 Ladder 형태로 분포되어 Non-Quasi-Static(NQS) 효과가 발생되며, 이는 소자의 동작 주파수가 f_T 근처로 갈수록 매우 큰 영향을 미친다. 이러한 NQS 효과는 모델의 사용 가능한 주파수를 제한하기 때문에 보다 높은 주파수에서 모델을 사용하기 위해서는 NQS 효과에 대한 연구 역시 중요하다^{[3],[4]}. 또한, RF 영역에서 게이트 poly 직렬 저항과 oxide 캐패시턴스가 전송선과 같이 ladder 형태로 분포되어 분포 게이트 효과(distributed gate effect)가 발생되며, 이는 RF 영역에서 큰 위상지연 효과를 발생시키기 때문에 매우 중요하다. 이러한 효과를 고려한 기존의 연구결과로서 분포 게이트 모델^{[5],[6]}이 이미 논문에서 발표되어 있지만 그 복잡성 때문에 SPICE 등가회로 모델로는 부적합하다. 따라서 이러한 문제점을 극복하기 위한 단순 lumped 모델로서 R_g 와 C_g 를 병렬로 연결한 게이트 모델이 문헌상에 발표되어 왔다^[7].

하지만 이러한 RC 게이트모델의 정확도는 분포 게이트 모델의 simulation 데이터만을 사용하여 입증되었으며^[7], 실제 측정된 S-파라미터 data와의 비교를 통한 정확도는 입증되지 않았다. 또한 이러한 RC 게이트 모델에 포함된 캐패시턴스는 바이어스 종속성을 가지고 있으나, 기존 논문에서는 이에 대한 연구가 수행되지 않았다^[7]. 따라서 본 연구에서는 short channel MOS 소자로부터 추출된 S-parameter data를 사용하여 RC 병렬 게이트 모델의 parameter 값들을 추출하는 새로운 방법을 개발하였고, 추출된 parameter들의 바이어스 종속성을 연구하였다.

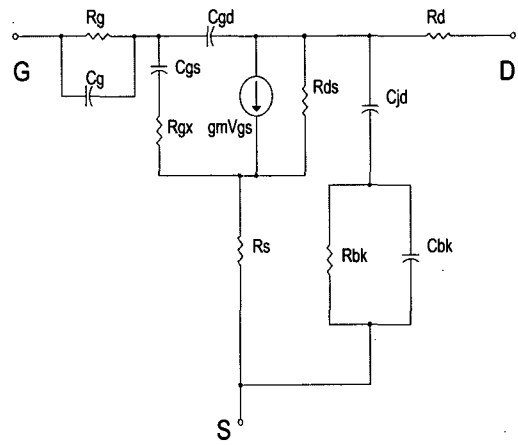
II. 모델 파라미터 추출

1. 추출 방법 및 모델

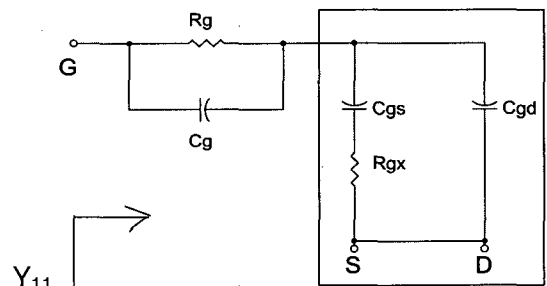
본 연구를 위해 사용된 소자는 gate length가 $0.5\mu\text{m}$ 인 multi-finger 형태(unit finger width = $5\mu\text{m}$, finger수=10개)의 N-MOSFET이다. MOSFET 파라미터의 정확한

추출을 위해 패드 기생성분은 소자가 없는 open 패드 패턴과 short 패드 패턴을 사용하여 측정된 S-파라미터로부터 de-embedding 하였다^[8].

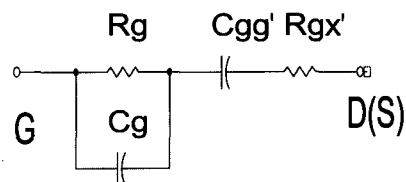
그림 1(a)는 소신호 MOSFET 등가회로로서 기판효과를 모델화한 파라미터(C_{jd} , R_{bk} , C_{bk})들이 포함되었고^[9], 분포 게이트효과를 표현하기 위하여 게이트 저항 R_g 와 C_g 를 병렬로 연결하였으며^[7], channel의 NQS를 고려하기 위하여 C_{gs} 에 직렬로 NQS channel 저항(R_{gx})을 연결하였다^[3]. 한편 이러한 게이트 모델 파라미터를



(a)



(b)



(c)

그림 1. (a) 병렬 RC 게이트 모델을 사용한 소신호 MOSFET 고주파 등가회로 ($g_m = g_{m0} e^{-j\omega\tau}$) (b) 단순화된 입력등가회로 (c) Direct 추출을 위해 (b)를 단순화한 등가회로

Fig. 1. (a) A small-signal MOSFET equivalent circuit using parallel RC gate model. (b) Simplified input equivalent circuit (c) Simplified input equivalent circuit of (b) for direct extraction.

direct 하게 추출하기 위해서 다음과 같은 새로운 방법을 개발하였다.

그림 1(a)의 Y_{11} -파라미터는 출력단자, 즉 drain과 source 사이를 단락 ($V_{ds}=0V$)시키고 게이트에서 들여다본 등가회로의 입력컨덕턴스로 정의된다. 이러한 입력 등가회로는 $R_d, R_s \ll R_{ds}$ 인 saturation 영역 아래에서 C_{jd}, R_{bk}, R_{ds} 성분들이 무시되어 그림 1(b)와 같이 단순화된 다. 하지만 이 등가회로에서 C_{gs}, R_{gx}, C_{gd} 를 독립적으로 추출하기는 힘들기 때문에, 광대역 오차는 존재하지만 그림 1(b)의 실선 box를 그림 1(c)에서 보는 것과 같이 C_{gg}' 와 R_{gx}' 의 직렬연결로 근사화하여 표현할 수 있다. 이와같이 근사화된 등가회로에서 게이트 모델 파라미터 (R_g, C_g)을 직접 추출하기 위해서 다음과 같은 방정식들이 새롭게 유도되었다.

그림 1(c)로부터 $1/Y_{11}$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$\frac{1}{Y_{11}} = \frac{1}{j\omega C_{gg}'} + R_{gx}' + \frac{R_g - j\omega C_g R_g^2}{1 + \omega^2 C_g^2 R_g^2} \quad (3)$$

먼저, 높은 주파수 범위(HF)에서 식 (3)은 다음과 같이 근사화된다.

$$Real\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)_{HF} = R_{gx}' + \frac{1}{\omega^2 C_g^2 R_g^2} \quad (4)$$

그림 2에서 보는 것과 같이 R_{gx}' 의 값은 식(4)를 ω^{-2} 으로 그린 후 얻어진 extrapolation line의 y-절편 값으로 결정하였다.

한편, 낮은 주파수 범위(LF)에서 식 (3)은 다음 식으로 근사화된다.

$$C_{gg}' = \frac{-1}{\omega Imag\left(\frac{1}{Y_{11}}\right)_{LF}} \quad (5)$$

따라서 C_{gg}' 는 그림 3에서 보는 것과 같이 식(5)의 저주파 영역의 값으로 결정하였다.

또한, 그림 1(c)로부터 아래와 같은 방정식이 유도된다.

$$Y_{aa} = \frac{1}{R_g} + j\omega C_g \quad (6)$$

이때, Y_{aa} -파라미터는 측정된 Y_{11} -파라미터로부터 추출된 C_{gg}' 와 R_{gx}' 를 제거한 후 얻어진다.

R_g 와 C_g 추출을 위한 방정식들은 식(6)으로부터 아래와 같이 유도된다.

$$R_g = [Real(Y_{aa})]^{-1} \quad (7)$$

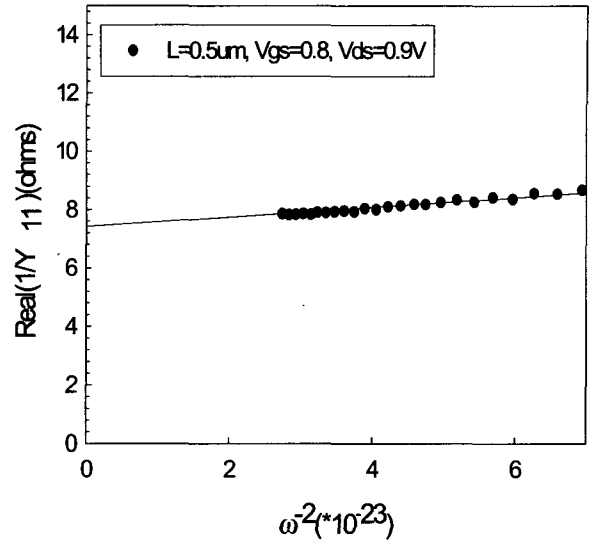


그림 2. ω^{-2} 으로 그린 $Real(1/Y_{11})$ 의 고주파영역 측정데이터

Fig. 2. The measured high-frequency data of $Real(1/Y_{11})$ versus ω^{-2} .

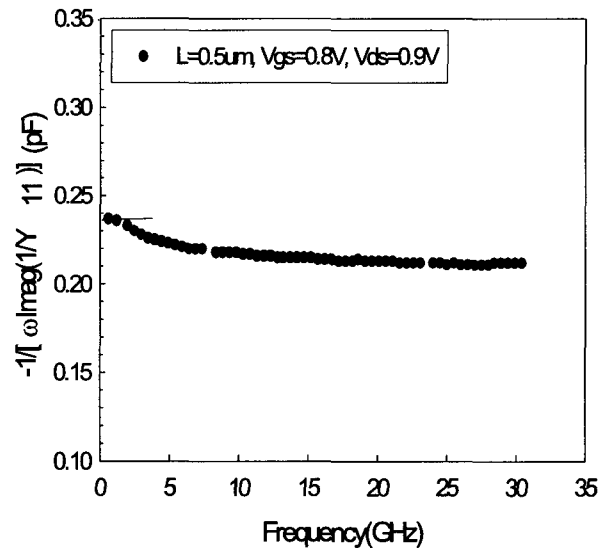


그림 3. 주파수의 함수로 그린 $-1/[w Imag(1/Y_{11})]$ 의 측정데이터

Fig. 3. The measured data of $-1/[w Imag(1/Y_{11})]$ versus frequency.

$$C_g = \frac{1}{\omega} Imag(Y_{aa}) \quad (8)$$

그림 4에서 식(7)이 주파수에 따라 감소되고 그림 5에서 식(8)이 주파수에 따라 증가되는 현상을 보여주고 있다. 이와 같이 10GHz 이하의 저주파 영역에서 식(7)과 (8)의 측정값들이 크게 변하는 이유는, MOSFET gate로 들어가는 ac전류가 저주파 영역에서 매우 적어

Y_{11} -parameter의 측정 sensitivity가 적기 때문인 것으로 판단된다. 따라서 측정 상 부정확한 저주파 영역 Y_{11} 데이터 값을 무시하고 측정 감도가 비교적 높은 10GHz 이상의 고주파 Y_{11} 데이터를 사용한다면 물리적으로 합당한 추출 값을 얻을 수 있다.

이런 이유 때문에, 본 연구에서는 그림 4의 그래프가 constant되는 고주파 영역의 값으로 R_g 를 결정하였고, 이 때 사용된 주파수 영역 값으로 그림 5에서 C_g 를 결정하였다. 이러한 고주파 데이터 추출방법의 정당성은 다음 II장 2절에서 R_g 와 C_g 추출데이터를 사용한 모델

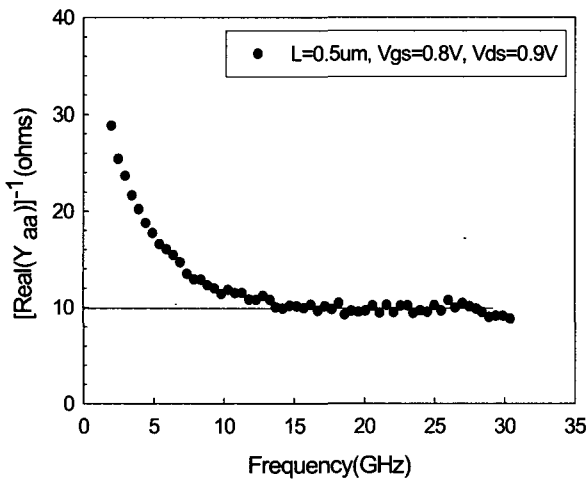


그림 4. 주파수의 함수로 그린 $[Real(Y_{aa})]^{-1}$ 의 측정데이터

Fig. 4. The measured data of $[Real(Y_{aa})]^{-1}$ versus frequency.

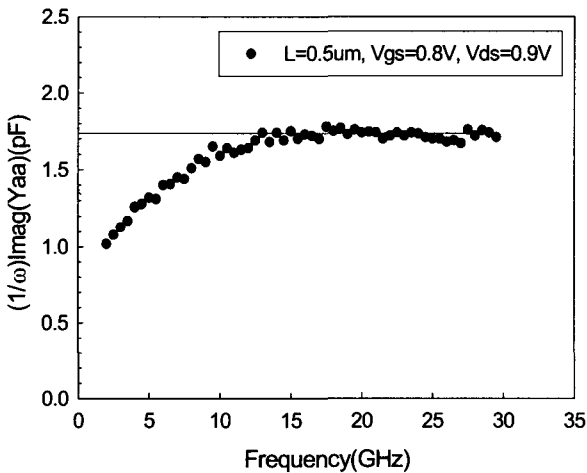


그림 5. 주파수의 함수로 그린 $(1/w)Imag(Y_{aa})$ 측정데이터

Fig. 5. The measured data of $(1/w)Imag(Y_{aa})$ versus frequency.

의 Y_{11} -파라미터가 측정치와 0.1에서 20GHz까지 전체 주파수 영역에서 아주 잘 일치되는 사실을 관찰함으로써 입증되었다.

2. 추출 방법의 정확성

II장 1절에서 설명된 방법으로 추출된 RC 병렬 게이트 모델 파라미터들의 정확도를 검증하기 위해 V_{ds} 를 0.9V로 고정된 후, V_{gs} 를 0.5V부터 1V까지 증가시키면서 MOSFET의 측정된 Y_{11} -parameter와 모델 데이터를 서로 비교하였다. 또한 게이트 모델의 정확도를 입증하기 위하여 기존의 단일 $R_g^{[9]}$ 모델과 비교하였다.

이때, 그림 1(a)에서 게이트 모델 파라미터들을 제외한 R_d , R_s , 기판 파라미터 및 intrinsic parameter들은 다음과 같은 파라미터 추출방법을 적용하여 추출하였다. 먼저 R_d 는 Z-parameter 방정식^[10]을 사용하여 고주파 영역에서 추출하였으며, 기판 파라미터들(C_{jd} , C_{bk} , R_{bk})은 측정된 S-파라미터로부터 추출된 R_d 를 제거한 후 얻어진 Y^b -파라미터 방정식^[10]을 사용하여 구하였다.

표 1. $V_{gs}=0.8V$, $V_{ds}=0.9V$ 에서 추출된 모델파라미터
Table 1. Extracted model parameters at $V_{gs}=0.8V$, $V_{ds}=0.9V$.

Para meter	Extracted value	Para meter	Extracted value	Para meter	Extracted value
R_d	8Ω	R_{bk}	177Ω	C_{gd}	19.7fF
R_s	8Ω	R_{ds}	4kΩ	C_{jd}	39fF
R_g	10.5Ω	C_g	1.75pF	C_{bk}	40fF
R_{gx}	3Ω	C_{gs}	233fF	g_{mo}	16mS

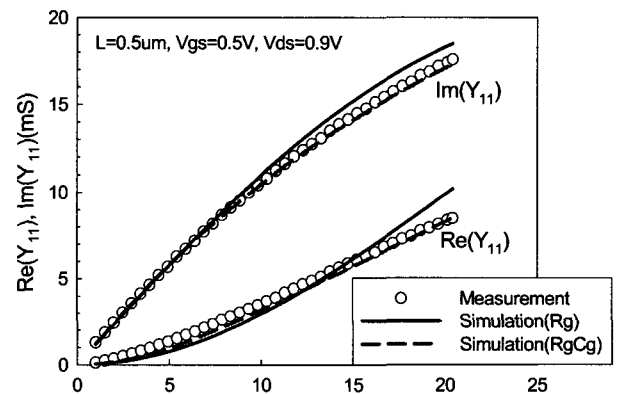


그림 6. $V_{gs}=0.5V$ 에서 $Real(Y_{11})$ 와 $Imag(Y_{11})$ 의 측정데이터와 시뮬레이션 데이터를 주파수의 함수로 비교한 그래프

Fig. 6. Comparison between measured and simulated data of $Real(Y_{11})$ and $Imag(Y_{11})$ versus frequency at $V_{gs}=0.5V$.

다음으로 R_s 는 측정된 S-파라미터로부터 추출된 R_d 와 기판 파라미터들을 제거한 후 얻어진 Z^b -parameter 방정식^[10]을 사용하여 고주파 영역에서 결정하였고, 마지막으로 intrinsic parameter인 C_{gs} , C_{gd} , τ , g_{m0} , r_{ds} 들은 측정된 S-파라미터로부터 추출된 R_d 와 기판 파라미터, R_s 및 게이트 모델 파라미터들을 제거한 후 얻어진 Y^c -parameter로부터 유도된 방정식^[10]으로부터 결정하였다. 이와 같이 추출된 모델파라미터 ($V_{gs}=0.8V$, $V_{ds}=0.9V$)들을 표 1에서 정리하였다.

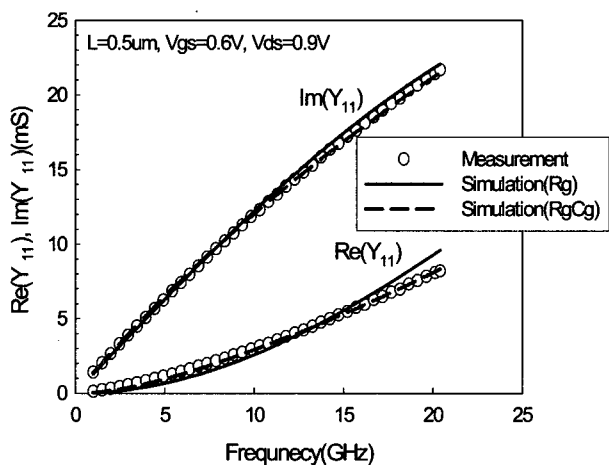


그림 7. $V_{gs}=0.6V$ 에서 $Re(Y_{11})$ 와 $Im(Y_{11})$ 의 측정데이터와 시뮬레이션 데이터를 주파수의 함수로 비교한 그래프

Fig. 7. Comparison between measured and simulated data of $Re(Y_{11})$ and $Im(Y_{11})$ versus frequency at $V_{gs}=0.6V$.

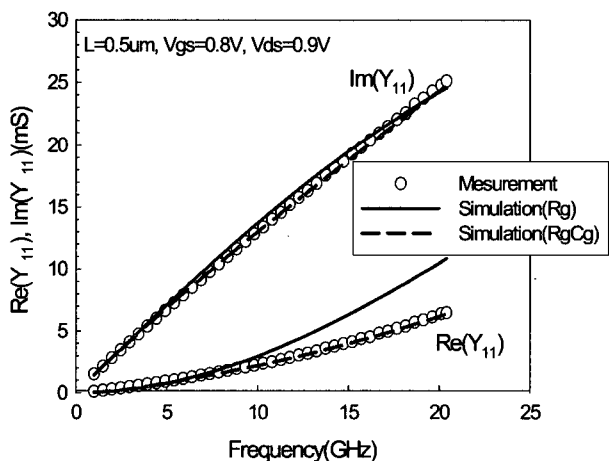


그림 8. $V_{gs}=0.8V$ 에서 $Re(Y_{11})$ 와 $Im(Y_{11})$ 의 측정데이터와 시뮬레이션 데이터를 주파수의 함수로 비교한 그래프

Fig. 8. Comparison between measured and simulated data of $Re(Y_{11})$ and $Im(Y_{11})$ versus frequency at $V_{gs}=0.8V$.

그림 6에서 8까지 R_g 만을 사용한 기존모델^[9]과 RC 병렬 게이트 모델의 Y_{11} 을 비교하였다. 그림 6에서 보여 주듯이 R_g 모델은 10GHz 이상의 주파수 영역에서는 $V_{gs}=0.5V$ 의 $Imag(Y_{11})$ 값이 측정치와 큰 차이를 보여주지만, RC 게이트 모델의 경우 20GHz까지 잘 일치하는 것을 확인할 수 있었다. 그림 6-8에서 보여주듯이 기존 R_g 모델의 $Real(Y_{11})$ 값은 모든 V_{gs} 영역에서 고주파 영역 측정치와 큰 차이가 보여주는 것을 알 수 있었다. 반면에 RC 게이트 모델의 경우 $Real(Y_{11})$ 값도 고주파 영역에서 측정치와 매우 잘 일치하는 것을 알 수 있었다.

하지만 그림 6의 10GHz 이하 주파수 영역에서는 두 모델 전부 $Real(Y_{11})$ 값이 측정 data와 다소 일치되지 않음을 알 수 있다. 그러나 V_{gs} 가 증가될 때, 그림 7과 8에서 볼 수 있듯이 저주파 영역에서의 오차가 상당히 줄어들고 있는 것을 확인할 수 있었다.

결론적으로 그림 6-8에서 알 수 있듯이 RC 병렬 게이트 모델이 기존 R_g 모델보다 훨씬 고주파 영역에서 정확하다는 것을 알 수 있다.

III. 추출된 파라미터의 Bias 종속곡선

게이트 길이 0.5 μm 에서 드레인 전압을 0.9V으로 고정 시킨 후, 게이트 전압을 증가시키면서 RC 병렬 게이트 모델 파라미터들의 bias 종속 특성을 연구하였다.

II장 1절에서 설명된 direct 추출방법을 사용하여 얻어진 R_{gx}' 와 R_g 의 bias 종속데이터를 그림 9과 10에서 보여주고 있다.

R_{gx}' 의 경우 NQS 효과에 의해 V_{gs} 의 증가에 따라 그 값이 줄어드는 것을 볼 수 있었으며, V_{gs} 가 낮을 때 큰

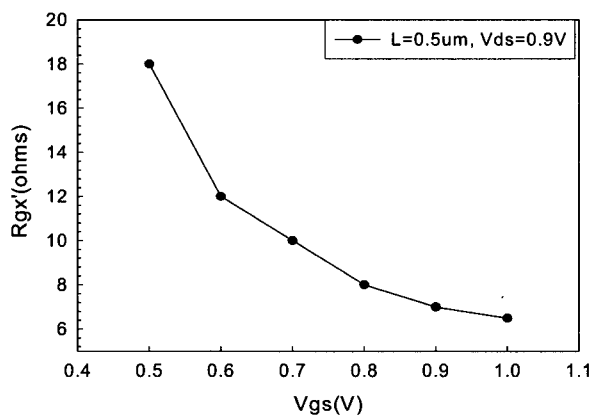


그림 9. 추출된 R_{gx}' 의 V_{gs} 종속데이터

Fig. 9. V_{gs} -dependent data of extracted R_{gx}' .

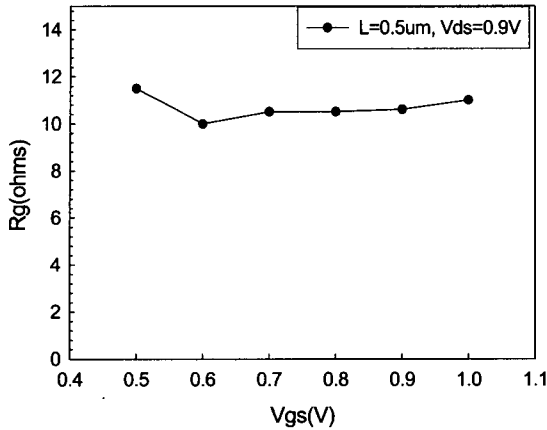


그림 10. 추출된 R_g 의 V_{gs} 종속데이터 데이터
Fig. 10. V_{gs} -dependent data of extracted R_g .

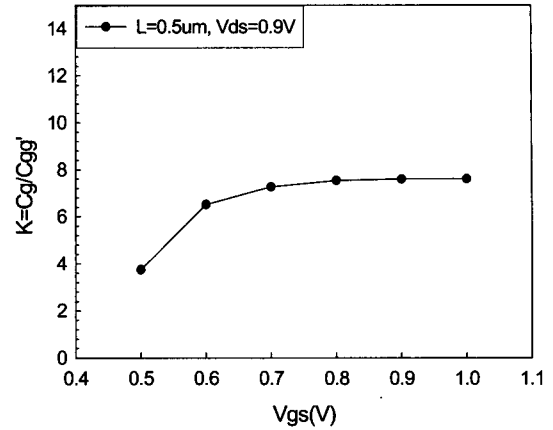


그림 13. V_{gs} 에 따른 C_g/C_{gg} '의 추출 데이터
Fig. 13. Extracted data of C_g/C_{gg} ' as a function of V_{gs} .

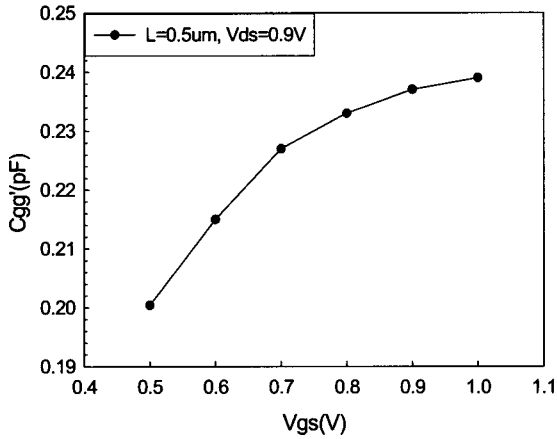


그림 11. 추출된 C_{gg} '의 V_{gs} 종속데이터
Fig. 11. V_{gs} -dependent data of extracted C_{gg} '.

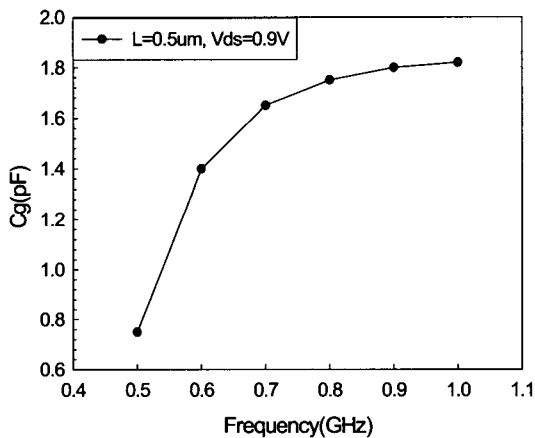


그림 12. 추출된 C_g 의 V_{gs} 종속데이터
Fig. 12. V_{gs} -dependent data of extracted C_g .

감소율을 보이다가 V_{gs} 가 점차 증가하면서 그 감소율이 줄어드는 것을 확인 할 수 있다. 하지만 R_g 의 경우 V_{gs}

의 증가에 따라 그 값의 변화가 비교적 적은 것을 알 수 있다. 이는 추출된 R_g 가 채널의 NQS 효과가 아닌 바이어스에 비교적 독립적인 게이트 polysilicon 저항에 의해 지배받기 때문인 것으로 판단된다.

C_{gg} '의 경우 그림 11에서 보여주는 것과 같이 V_{gs} 의 증가에 따라 그 값이 증가되다가 포화되는 채널 캐패시턴스를 나타낸다. 특히, 추출된 게이트 분포 캐패시턴스 C_g 는 그림 12로부터 보여주듯이 C_{gg} '와 유사한 바이어스 종속성을 보여주고 있다. 이와 같은 연관성은 RF 영역에서 게이트 직렬 저항과 채널 캐패시턴스가 ladder 형태로 연결된 분포형 등가회로를 RC 병렬 모델로 단순화하였기 때문에 발생하는 현상이다.

이러한 C_g 와 C_{gg} '의 선형적 관계를 알아보기 위하여, 그림 13에서 $K=C_g/C_{gg}$ '을 V_{gs} 의 함수로 그렸다. V_{gs} 의 증가에 따라 K 값은 증가하다 점점 일정하게 되는 것을 볼 수 있는데, 평균값으로 $K=7$ 정도 되는 것을 알 수 있다. 이러한 K factor를 사용하면 따로 C_g 의 값을 추출할 필요 없이 추출된 C_{gg} ' 값의 K배로 C_g 의 값을 결정하면 된다.

IV. 결 론

본 연구에서는 short channel MOS 소자의 RF특성을 정확히 예측하기 위하여 게이트의 분포효과를 고려한 RC 병렬 게이트 모델을 사용하였으며, 측정된 S-parameter로부터 직접 모델 parameter들을 추출하는 새로운 방법을 개발하였다.

먼저 MOSFET 등가회로로부터 유도된 Y_{11} -파라미

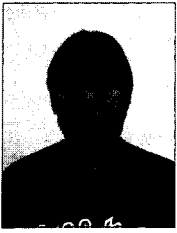
터 방정식들을 사용하여 R_{gx}' 와 C_{gg}' 를 고주파 및 저주파 영역으로부터 각각 추출하였고, 이를 측정된 Y_{11} -파라미터에서 제거한 후에 R_g 와 C_g 를 추출하였다.

이러한 새로운 추출 방법을 사용하여 기존 단일 R_g 모델과 RC 게이트 모델의 Y_{11} -parameter의 정확도를 20GHz까지 비교하였으며, 그 결과 RC 게이트 모델이 기존 모델보다 10GHz 이상의 고주파 영역에서 훨씬 잘 일치하는 것을 알 수 있었다. 이와 같은 방법을 적용하여 RC 게이트 모델 파라미터들의 바이어스($V_{gs}=0.5 - 1V$) 종속데이터를 추출하였으며, C_g 가 C_{gg}' 의 V_{gs} 종속 데이터와 유사함을 관찰하였다. 이러한 추출 방법과 바이어스 종속 정보는 MOSFET 대신호 모델과 RF 비선형 모델 개발에 큰 기여를 할 것이다.

참 고 문 헌

- [1] N. Camilleri, J. Costa, D. Lovelace, and D. Ngo., "Silicon MOSFET's, the microwave device technology for the 90s", in IEEE MTT-S int. Microwave Symp. Dig., pp. 545-548, 1993.
- [2] S. P. Voinigescu, S. Wind, Y. J. Mii, Y. Lii, D. Moy, K. A. Jenkins, C.L. Chen, P. J. Coane, D. Klaus, J. Bucchignano, M. Rosenfield, M. G. R. Thomson, and M. polcari, "High performance 0.1um CMOS devices with 1.5V power supply", in Tech. Dig. Int. Electron Devices Meet, pp. 127-130, 1993.
- [3] M. Bagheri, Y. Tsvividis, "A small-signal DC-to-high frequency nonquasistatic model for the four-terminal MOSFET valid in all regions of operation", IEEE Trans. Electron Devices, pp. 2383-2391, 1985.
- [4] P. J. V. Vandeloo, W. M. C. Sansen, "Modeling of the MOS transistor for high frequency analog design", IEEE Trans. Computer-Aided Design, pp.713 - 723, July 1989.
- [5] L.-S. Kim, R. W. Dutton, "Modeling of the distributed gate RC effect in MOSFET's", IEEE Trans. Computer-Aided Design, vol. 8, pp.1365-1367, Dec. 1989.
- [6] B. Razavi, R. H. Yan, and K. F. Lee, "Impact of distributed gate resistance on the performance of MOS devices", IEEE Trans. Circuits and Systems I, vol. 41, pp.750-754, Nov. 1994.
- [7] S. F. Tin, A. A. Osman, K. Mayaram, "A small-signal MOSFET model for radio frequency IC applications", IEEE Trans. Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, vol. 17, pp. 372-374, April 1998.
- [8] S. Lee, "Effects of pad and interconnection parasitics on forward transit time in HBTs", IEEE Trans. Electron Devices, vol. 46, no. 2, pp. 275-278, Feb. 1999.
- [9] S. Lee, C. S. Kim, and H. K. Yu, "A small-signal RF model and its parameter extraction for substrate effects in RF MOSFETs", IEEE Trans Electron Dev 48 (2001), pp. 1374-1379.
- [10] S. Lee, "Direct extraction technique for a small-signal MOSFET equivalent circuit with substrate parameters", Microwave and Optical tech Lett., vol. 39, no. 4, pp. 344-347, Nov 2003.

저 자 소 개



최 문 성(학생회원)
 2004년 한국외국어대학교
 전자정보공학부
 학사 졸업.
 2000년 한국외국어대학교
 전자정보공학과
 석사 과정.

<주관심분야 : RF CMOS 소자 모델링>



구 자 남(정회원)
 1988년 서울대학교 전기공학과
 학사 졸업.
 1991년 서울대학교 전기공학과
 석사 졸업.
 2004년 한국외국어대학교
 전자정보공학 박사과정.

1991년~2001년 2월 삼성전자 중앙연구소
책임 연구원

2001년 3월~현재 삼성종합기술원 전문 연구원
<주관심분야 : RFID, RF CMOS 소자 모델링>



이 용 택(학생회원)
 2004년 한국외국어대학교
 전자정보공학부
 학사 졸업.
 2004년 한국외국어대학교
 전자정보공학과
 석사 과정.

<주관심분야 : RF CMOS 소자 모델링>



이 성 현(정회원)
 1985년 고려대학교 전자공학과
 학사 졸업.
 1989년 미국 University of
 Minnesota 전기공학과
 석사 졸업.

1992년 미국 University of
Minnesota 전기공학과
박사 졸업

1992년~1995년 한국전자통신연구원 선임연구원
1995년~현재 한국외국어대학교 전자정보공학부
교수

<주관심분야 : CMOS 및 바이폴라 소자 모델링>